

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平4-12495

⑮ Int. Cl.³

H 05 B 41/29
B 60 Q 1/04

識別記号

C

庁内整理番号

7913-3K

⑬ 公開 平成4年(1992)1月17日

8715-3K B 60 Q 1/04

E

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全14頁)

⑭ 発明の名称 車輛用放電灯の点灯回路

⑯ 特 願 平2-112556

⑰ 出 願 平2(1990)4月28日

⑱ 発 明 者 八 木 操 一 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸製作所静岡工場内

⑲ 発 明 者 小 田 悟 市 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸製作所静岡工場内

⑳ 発 明 者 菅 沢 正 敏 静岡県清水市北脇500番地 株式会社小糸製作所静岡工場内

㉑ 出 願 人 株式会社小糸製作所 東京都港区高輪4丁目8番3号

㉒ 代 理 人 弁理士 小松 祐治

明 細 書

1. 発明の名称

車輛用放電灯の点灯回路

2. 特許請求の範囲

(1) 直流電圧入力端子からの入力電圧を昇圧する直流昇圧回路を有し、該直流昇圧回路の出力電圧を交流電圧に変換して放電灯に印加するようにした車輛用高圧放電灯の点灯回路において、

直流昇圧回路の出力電圧を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電圧検出回路と、

直流昇圧回路の出力電流を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電流検出回路と、

上記出力電圧検出回路及び出力電流検出回路からの信号に応じた制御信号を発生させて直流昇圧回路に送出し、直流昇圧回路の出力電圧を制御するための制御回路と、

放電灯の消灯時間に応じた時間の経過後に直流昇圧回路の出力電圧に対応した信号を出力電流検出回路に送り、該信号と直流昇圧回路の出力電流に対応する信号とを加算させ、該加算結果が一定となる定電力制御へと移行させるタイマー手段とを設けることによって、

放電灯が冷えた状態から点灯させるにあたって、出力電圧検出回路、出力電流検出回路の順に規定される定格電力を超える電力供給を行なう制御動作を経た後、タイマー手段の動作により定格電力での定電力制御へと移行するようにしたこととを特徴とする車輛用放電灯の点灯回路

(2) タイマー手段が、

消灯時における放電時定数と点灯時における充電時定数とを異にする時定数回路と、

該時定数回路の出力電圧に応じて、直流昇圧回路の出力電圧に対応した信号を出力電流検出回路に送出するかどうかを決定するスイッチ手段とから構成されるようにした

ことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の

車輛用放電灯の点灯回路

3. 発明の詳細な説明

本発明車輛用放電灯の点灯回路の詳細を以下の項目に従って説明する。

A. 産業上の利用分野

B. 発明の概要

C. 従来技術

a. 一般的背景

b. 従来例

D. 発明が解決しようとする課題

E. 課題を解決するための手段

F. 実施例【第1図乃至第7図】

a. 全体の構成【第1図】

b. 各部の回路構成【第2図乃至第5図】

b-1. DC昇圧回路【第2図】

b-2. 制御部【第2図】

b-2-a. 出力電圧検出部

b-2-b. 出力電流検出部

b-2-c. タイマー回路

(B. 発明の概要)

本発明車輛用放電灯の点灯回路は、直流昇圧回路によって直流電圧入力を昇圧し、その後交流電圧に変換して放電灯に印加するようにした車輛用放電灯の点灯回路において、直流昇圧回路の出力電圧を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電圧検出回路と、直流昇圧回路の出力電流を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電流検出回路と、上記出力電圧検出回路及び出力電流検出回路からの信号に応じた制御信号を発生させて直流昇圧回路に送出し、直流昇圧回路の出力電圧を制御するための制御回路と、放電灯の消灯時間に応じた時間の経過後に直流昇圧回路の出力電圧に対応した信号を出力電流検出回路に送り、該信号と直流昇圧回路の出力電流に対応する信号とを加算させ、該加算結果が一定となる定電力制御へと移行させるタイマー手段とを設けることによって、放電灯が冷えた状態から点灯させるにあたって、出力電圧検

b-2-d. PWM部

b-2-e. 供給電圧低下検出回路

b-3. 低電圧リセット回路【第3図】

b-4. 高周波昇圧回路【第4図】

b-5. イグナイタ回路及びイグナイタ始動回路【第5図】

b-5-a. イグナイタ回路

b-5-b. イグナイタ始動回路

c. 制御動作【第6図、第7図】

c-1. 正常時

c-2. 異常時

d. 作用

G. 発明の効果

(A. 産業上の利用分野)

本発明は新規な車輛用放電灯の点灯回路に関する。詳しくは、始動性の向上と定電力制御とを相反しない形で実現することができる新規な車輛用放電灯の点灯回路を提供しようとするものである。

出回路、出力電流検出回路の順に規定される制御動作により定格電力を超える電力供給を行なった後、タイマー手段の動作により定格電力での定電力制御へと移行するようにしたものであり、放電灯の光束に関する立ち上がり時間を短くすると共に、周囲環境等の原因で回路の負荷特性が変化しても安定した定電力制御を行なうことができるようにしたものである。

(C. 従来技術)

(a. 一般的背景)

自動車用前照灯の光源に関して、消費電力、光源効率、寿命の点で従来のハロゲンランプを遙かに上回る特性を有するメタルハライドランプが近時注目されている。

即ち、メタルハライドランプはガラス球内に起動ガス(アルゴン等)、水銀及び金属沃化物を充填して形成されていて、放電電極に高電圧が印加されると起動ガスのガス放電後に水銀アーク放電が発生し、これによって発生した熱で金属沃化物

が気化され水銀アーク内で解離される結果、金属原子の固有スペクトルをもった高光束の放射がなされるものである。

(b. 従来例)

このようなメタルハライドランプを含む高圧放電灯の点灯回路として、例えば、特開昭62-259391号(米国特許4,724,360号に対応する。)公報に示されるものが知られている。

そして、この公報に示された回路は直流電源によって高圧放電灯を点灯させるために、直流電源と、該直流電源に接続された昇圧用のアップコンバータと、アップコンバータからの直流電圧を正弦波交流電圧に変換するための正弦波コンバータと、起動回路等から構成されている。そして、放電灯の点灯時に正弦波交流を供給することによって、矩形波交流電圧の供給に起因する音響的共鳴による放電灯の動作不安定を解消し、また、アップコンバータを可制御直流電圧コンバータとする

た、周囲温度等の外的要因の影響による負荷変動も無視し得ない。

(E. 課題を解決するための手段)

そこで、本発明車輛用高圧放電灯の点灯回路は、上記した課題を解決するために、直流昇圧回路によって直流電圧入力を昇圧させ、その後交流電圧に変換して放電灯に印加するようにした車輛用放電灯の点灯回路において、直流昇圧回路の出力電圧を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電圧検出回路と、直流昇圧回路の出力電流を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電流検出回路と、上記出力電圧検出回路及び出力電流検出回路からの信号に応じた制御信号を発生させて直流昇圧回路に送出し、直流昇圧回路の出力電圧を制御するための制御回路と、放電灯の消灯時間に応じた時間の経過後に直流昇圧回路の出力電圧に対応した信号を出力電流検出回路に送り、該信号と直流昇圧回路の出力電流に対応する信号とを加算させ、該

ことによって、出力調整を可能にしたものである。

(D. 発明が解決しようとする課題)

しかしながら、上記したような回路によって、直流電流による放電灯の点灯が可能になったが、放電灯を最初に点灯してから規定の明るさになる迄に要する時間(始動時間)や、一旦消灯してから再点灯したときに規定の明るさになる迄に要する時間(再始動時間)がかかりすぎるという問題があり、この点は車輛用前照灯として致命的である。

これは、放電灯のガラス球が冷えた状態から放電が開始されるような場合(以下、「コールドスタート時」と言う。)はガラス球内の金属化合物が蒸気化される迄に時間を要してしまうこと、また、一旦点灯した後再点灯を行なう場合にはある時間を経過するとガラス球内の圧力が非常に高くなり、従って、放電開始電圧が高くなってしまふ等、放電灯の物理的状態によるためである。ま

加算結果が一定となる定電力制御へと移行させるタイマー手段とを設けたものである。

従って、本発明によれば、コールドスタート時には出力電圧検出回路、出力電流検出回路の順に規定される制御動作、即ち、定格電力を超える電力供給を行なう制御動作を経て発光を促した後、タイマー手段の動作により定格電力での定電力制御へと移行するようにし、また、放電灯の再点灯時にはタイマー手段の示す放電灯の消灯後の物理的状態に応じて直流昇圧回路の出力電圧を制御するようにしているので、放電灯の光束を速やかに安定した定格光束迄到達させることができる。

(F. 実施例) [第1図乃至第7図]

以下に、本発明車輛用放電灯の点灯回路の詳細を図示した実施例に従って説明する。尚、図示した実施例は本発明を自動車用メタルハライドランプの点灯回路に適用したものである。

(a. 全体の構成) [第1図]

1 は点灯回路である。

2 は12Vのバッテリーであり、直流電圧入力端子3、3'間に接続される。

4、4'は直流電源ラインであり、その一方のプラスライン4上には点灯スイッチ5が設けられている。

6 は電源遮断用リレー回路であり、回路の異常時に後述する異常検出回路からの信号を受けるとプラスライン4上に設けられたリレー接点6aを開き後段回路への電源電圧の供給を断つようになっている。

7 は電源端子であり、リレー接点6aの後段においてダイオード8を介して電源電圧を取り出すために設けられており、その電源電圧(これをB(V)とする。)は後述する制御回路等に供給される。

9 はDC昇圧回路であり、電源遮断用リレー回路6の後段に設けられている。このDC昇圧回路9は、バッテリー電圧の昇圧のための回路であり、後述する制御回路によってその昇圧制御が行

16 は定格電力35Wのメタルハライドランプであり、交流出力端子14、14'間に接続される。

17 はイグナイタ始動回路であり、コンデンサ15によって検出されるランプ電流をもとにメタルハライドランプ16が点灯したかどうかを検出してランプが未だ点灯していない時には上記したイグナイタ回路11に起動パルス発生用の信号を送出するために設けられている。

18 は制御回路であり、点灯初期にはDC昇圧回路9の出力端子間に設けられた分圧抵抗19、19'を介して検出されるDC昇圧回路9の出力電圧や、DC昇圧回路9の出力電流を電圧変換するために該DC昇圧回路9の出力端子と高周波昇圧回路10の入力端子とを結ぶグラウンドライン上に設けられた電流検出用抵抗20からの電圧、に応じたデューティサイクルの制御パルス(以下、「P_s」と記す。)を発生させ、この信号P_sをゲート駆動回路21を介してDC昇圧回路9に送出してその出力電圧を制御するようになっ

なわれるようになっている。

10 は高周波昇圧回路であり、上記DC昇圧回路9の後段に設けられており、DC昇圧回路9からの直流電圧を正弦波交流電圧に変換するために設けられている。該高周波昇圧回路10としては、例えば、プッシュプル方式のインバータ回路が用いられる。

11 はイグナイタ回路であり、ランプ点灯の開始時において後述するイグナイタ始動回路からの信号を受けてランプ起動用パルスを発生させ、トリガートランス12の一次巻線12aに送出するように設けられている。

13、13'は高周波昇圧回路10の出力端子と、交流出力端子14、14'とを結ぶ交流出力ラインであり、その一方13上にはトリガートランス12の二次巻線12bが設けられ、他方11'上にはコンデンサ15が設けられている。尚、コンデンサ15は二次巻線12bと共に限流負荷を構成しているが、ランプ電流の検出をも兼ねている。

ている。

また、制御回路18には、タイマー回路22を介してDC昇圧回路9の出力電圧が送られてくるようになっており、ランプ点灯開始からランプの消灯時間に応じた時間が経過したときにランプの定電力制御へ移行するようになっている。これは、ランプ点灯開始から直ちに定電力制御を行なうと始動時間が長くなってしまうためである(尚、この点については後述する。)

23 は供給電圧低下検出回路であり、電源端子7にかかっている電圧が所定値低下になったときに制御回路18に信号を送出して、定格電力より小さい制御電力でメタルハライドランプ16を制御するためのものである。

24 は、異常検出回路であり、DC昇圧回路9の出力電圧と出力電流との関係から回路状態の異常を検出すると、電源遮断用リレー回路6に送り、電源供給を断つものである。また、異常検出回路24としては、低電圧リセット回路24aが設けられており、これはバッテリー電圧が異常に

低くなりランプの点灯を維持することができなくなったときに電源遮断用リレー回路6に信号を送出してランプを消灯させるものである。そして、バッテリー電圧が所定値以上の値に復帰したときには点灯動作が再開されるようになっている。

(b. 各部の回路構成) [第2図乃至第5図]

次に、上記した点灯回路1を構成する回路の要部について詳述する。

(b-1. DC昇圧回路) [第2図]

DC昇圧回路9はチョッパ式のDC-DCコンバータとして構成されており、プラスライン4上に設けられたインダクタ25と、その後段においてプラスライン4とグラウンドライン4'との間に設けられ、かつ、制御回路18からゲート駆動回路21を介して送られてくる制御パルス P_g によってスイッチング動作されるNチャンネルFET26と、プラスライン4上においてそのアノードがFET26のドレインに接続された整流

力端子には分圧抵抗32、32'によって規定される所定の基準電圧(これを $V_1(V)$ とする。)が加えられている。尚、抵抗32の一端には図示しない電源回路による所定電圧(これを $+V_{cc}(V)$ とする。)が加えられている。

33は演算増幅器30の出力端子と非反転入力端子との間に設けられた帰還抵抗である。

(b-2-a. 出力電圧検出部)

34は出力電圧検出部であり、DC昇圧回路9の出力電流を電流検出用抵抗20により電圧変換値として検出し、これを所定の基準値と比較して、差電圧をエラー出力として取り出すために設けられている。

35は増幅回路であり、抵抗36により負帰還がかけられた演算増幅器37が用いられている。該演算増幅器37の非反転入力端子は抵抗38を介して電流検出用抵抗20の一端(反接地側)に接続されており、また、反転入力端子は抵抗39を介して接地されている。

用ダイオード27と、該ダイオード27のカソードとグラウンドライン4'との間に設けられた平滑コンデンサ28とから構成されている。そして、DC昇圧回路9は制御回路18からゲート駆動回路21を介して送られてくる制御パルス P_g によってFET26がオン状態となったときにインダクタ25がエネルギーを蓄え、FET26がオフ状態になったときに蓄えられたエネルギーを放出し、これに相当する電圧を入力電圧に重畳させて直流昇圧を行なうようになっている。

(b-2. 制御部) [第2図]

(b-2-a. 出力電圧検出部)

29は出力電圧検出部であり、分圧抵抗19、19'を介してDC昇圧回路9の出力電圧を検出して、これを所定の基準値と比較し、差電圧をエラー出力として出力するものである。

30はエラーアンプとしての演算増幅器であり、非反転入力端子が抵抗31を介して分圧抵抗19と19'との間に接続されると共に、反転入

力端子はエラーアンプとしての演算増幅器であり、その非反転入力端子が抵抗41を介して演算増幅器37の出力端子に接続されている。そして、その反転入力端子には、基準電圧発生部43によって基準電圧(これを $V_2(V)$ とする。)が加えられるようになっている。

42は帰還抵抗であり、演算増幅器40の出力端子と反転入力端子との間に設けられている。

基準電圧発生部43は、直列に接続された抵抗44、可変抵抗45、抵抗44'と、可変抵抗45と抵抗44'の間から電圧を取り出す電圧バッファ46とからなっており、該電圧バッファ46の出力が抵抗47を介して上記演算増幅器40の反転入力端子に加えられる。尚、抵抗44の一端には図示しない電源回路による所定電圧($+V_{cc}$)が加えられている。

(b-2-c. タイマー回路)

タイマー回路22は、点灯開始時からランプの消灯時間に応じた時間の経過後に定電力制御への

移行を図るために設けられた回路であり、能動スイッチ素子と時定数回路とからなっている。

48はNPNトランジスタであり、そのコレクタがDC昇圧回路9のプラス側出力端子に接続され、そのエミッタが抵抗49を介して演算増幅器40の非反転入力端子に接続されている。

そして、トランジスタ48のベースはダイオード50のアノードに接続され、ダイオード50のカソードはコンデンサ51(その静電容量を「C₅₁」とする。)を介して接地されている。

52はトランジスタ48のベース-コレクタ間に設けられた抵抗(その抵抗値を「R₅₂」とする。)、53はダイオード50のカソードとトランジスタ48のコレクタとの間に設けられた抵抗(その抵抗値を「R₅₃」とする。)である。

(b-2-d. PWM部)

PWM(パルス幅変調)部54はそのコンパレータ55においてその入力電圧をオシレータ56からの鋸歯状波と比較して入力電圧に応じた

に応じて上記出力電流検出部34における基準電圧V₀を変換することで、メタルハライドランプ16に与える電力を抑制するものである。

58はツェナーダイオードであり、そのカソードが電源端子7に接続され、そのアノードが抵抗59及び59'を介して接地されている。

60は抵抗59と59'との間の電圧を取り出すための電圧バッファであり、その出力端子がダイオード61のカソードに接続され、該ダイオード61のアノードが抵抗62を介して基準電圧発生部43の可変抵抗45と抵抗44'との間に接続されている。

(b-3. 低電圧リセット回路) [第3図]

低電圧リセット回路24aは、バッテリー電圧の低下を検出するために、プラスライン4から電源電圧を得ている。

63は電源端子であり、ダイオード64を介して点灯スイッチ5の後段におけるプラスライン4に接続されている。

デューティサイクルを有する制御パルスP₀を発生させるものである。

即ち、コンパレータ55のマイナス入力端子は演算増幅器30及び40の各出力端子に接続されており、そのプラス入力端子はオシレータ56の出力端子に接続されている。

そして、コンパレータ55の出力信号はバッファ57を介してゲート駆動回路21に送出されるようになっている。

以上のようにPWM部54は演算増幅器30又は40の出力電圧に応じたデューティサイクルの制御パルスP₀を作り出してゲート駆動回路21を介してDC昇圧回路9のFET26のゲートにフィードバックし、その出力電圧を制御するものである。尚、図示は省略したが、このパルス信号のデューティサイクルの最大値を規定するための回路が設けられている。

(b-2-e. 供給電圧低下検出回路)

供給電圧低下検出回路23は電源電圧Bの低下

65は抵抗であり、その一端が電源端子63に接続され、他端が抵抗66、67を介して接地されている。

68は抵抗66、67に並列に設けられたツェナーダイオードであり、そのカソードが抵抗65と66との間に接続され、そのアノードが接地されている。

69はコンパレータであり、そのマイナス入力端子が抵抗70を介して抵抗66と67との間に接続され、また、そのプラス入力端子には電源端子63にかかる電圧を分圧抵抗71、72によって分圧した電圧が加えられるようになっている。

そして、コンパレータ69の出力は電源遮断用リレー回路6に送出される。

(b-4. 高周波昇圧回路) [第4図]

高周波昇圧回路10としては第4図(A)に示すように、2つのFETの相反動作を利用した自励式のプッシュプル型インバータ回路が用いられ

ている。

73はチョークコイルであり、その一端がDC昇圧回路9のプラス側出力端子に接続され、他端がトランス74の一次巻線74aのセンタータップに接続されている。

75、76はそれぞれNチャンネルFETであり、これらのソースはともに電流検出用抵抗20を介してグラウンドライン4'に接続されている。そして、一方のFET75のドレインがトランス74の一次巻線74aの一端に接続され、他方のFET76のドレインが一次巻線74aの他端に接続されている。

77は帰還巻線であり、その一端が抵抗78を介してFET76のゲートに接続されている。また、帰還巻線77の他端は抵抗79を介してFET75のゲートに接続されている。

80、80'はコンデンサ、81、81'及び81''、81'''はツェナーダイオードであり、コンデンサ80や対向状態のツェナーダイオード81、81'がFET75のゲート-ソース間に介

挿され、また、コンデンサ80'や対向状態のツェナーダイオード81''、81'''がFET76のゲート-ソース間に介挿されている。尚、ツェナーダイオード81、81'及び81''、81'''はサージ電圧対策として設けられたものである。

82、82'は定電流ダイオードであり、FET75、76へのバイアス電圧を一定化することでスイッチング動作上の切換タイミングを規律し、電力損失を少なくするために設けられており、その一方82がチョークコイル73の後端とFET75のゲートとの間に介挿され、他方82'がチョークコイル73の後端とFET76のゲートとの間に介挿されている。

83はFET75のゲート-ソース間に設けられた抵抗、83'はFET76のゲート-ソース間に設けられた抵抗である。

84、85はそれぞれコンデンサであり、その一方84がトランス74の一次巻線74aの両端子間に設けられ、他方85が二次巻線74bの両

端子間に設けられている。

しかして、高周波昇圧回路10にあっては、帰還巻線77によるFET75、76の互いに相反したスイッチング制御が行なわれトランス74を通して正弦波出力が得られるようになっている。

第4図(B)は高周波昇圧回路10における各部の電圧波形を示しており、図中「A」は入力電圧 V_{in} とチョークコイル73の後段における電圧 V_{73} とを併せて示し、「B」はFET75(又は76)のバイアス電位 V_b (破線で示す)とゲート電位 V_g とを併せて示している。

尚、上記した回路ではFET75、76に与えるバイアス電圧をチョークコイル73の後段からとるようにしているが、これは、バイアス電圧の変動によってFET75、76がオフしにくくなり、両者がオン状態となってしまうという不都合(発振停止、延いては過電流によるFETの破壊等を引き起こす)を防止するためである。

即ち、FET75、76に加えられるバイアス電圧をチョークコイル73の後段から定電流ダイ

オード82、82'及び抵抗83、83'を介して得るようにしており、電圧 V_{73} は正弦波を全波整流したような波形となる。

よって、バイアス電位 V_b の波形には、電圧 V_{73} の谷部に対応した凹みが生じるため、一時的にバイアス電位 V_b が下がり、FETがオフ状態となるように促され、入力電圧 V_{in} の変動によって両方のFETがオン状態となってしまうような事態が回避され、安定な発振が保証されることになる。

(b-5. イグナイタ回路及びイグナイタ始動回路) [第5図]

(b-5-a. イグナイタ回路)

トリガートランス12の一次巻線12aと二次巻線12bとはその一端が共通化されて高周波昇圧回路10の一方の出力端子に接続されており、二次巻線12bの他端は交流出力端子14に接続され、一次巻線の他端はサイリスタ86のアノードに接続されている。

そして、サイリスタ86のゲート-カソード間にはコンデンサ87と抵抗88とが互いに並列に介挿されている。

89はツェナーダイオードであり、そのアノードが抵抗90を介してサイリスタ86のゲートに接続され、そのカソードが交流出力ライン13に接続されている。

91は抵抗であり、その一端がツェナーダイオード89のカソードに接続され、他端がサイリスタ86のカソードに接続されている。

92はコンデンサであり、抵抗91に並列に設けられている。

(b-5-b. イグナイタ始動回路)

93はダイオードであり、そのアノードが交流出力端子14'に接続され、そのカソードが抵抗94及びコンデンサ95を介して交流出力ライン13'に接続されており、これらはコンデンサ15'に対して並列に設けられている。

96はツェナーダイオードであり、コンデンサ

ンプが点灯する前にはコンデンサ15の端子電圧がゼロであるためトランジスタ97はオフしており、よってサイリスタ102がオン状態となる。

これによって、イグナイタ回路11のコンデンサ92が高周波昇圧回路10の出力する交流出力の半波期間において徐々に充電されて行く。

そして、コンデンサ92の端子電圧をツェナーダイオード89及び抵抗88、90からなる回路が検出しており、コンデンサ92の端子電圧が上がってツェナーダイオード89が導通するとサイリスタ86がオンし、コンデンサ92が放電する。

この時の発生電圧がトリガートランス12によって昇圧されて高電圧の起動パルスとなり、高周波昇圧回路10による正弦波交流に重畳されてメタルハライドランプ16に印加され、ランプの起動がかけられることになる。

その後、ランプが点灯すると、コンデンサ15には所定値以上の電圧が加わるためトランジ

スタ95に並列に設けられている。

97はエミッタ接地のNPNトランジスタであり、そのベースが抵抗98を介してツェナーダイオード96のカソードに接続されており、ベース-エミッタ間にはコンデンサ99と抵抗100とが互いに並列な関係をもって介挿されている。

トランジスタ97のコレクタはサイリスタ102のゲートに接続されると共に、抵抗101を介してサイリスタ102のアノードに接続されている。そして、サイリスタ102のカソードが交流出力ライン13'に接続され、ゲート-カソード間には抵抗103とコンデンサ104とが互いに並列に設けられている。

105はダイオードであり、そのカソードがサイリスタ102のアノードに接続され、該ダイオード105のアノードが抵抗106を介して、イグナイタ回路11のサイリスタ86のカソードに接続されている。

しかして、イグナイタ始動回路17にあっては、点灯スイッチ5が閉じられた直後、かつ、ラ

スタ97がオン状態となる。よって、サイリスタ102がオフ状態となり起動パルスの発生が停止する。

上記したイグナイタを始動回路17にあっては、その電源電圧（つまり、トランジスタ97やサイリスタ102への供給電圧）を交流出力ライン13、13'から得るようにしているため、イグナイタ回路11とイグナイタ始動回路17とを一つの回路基板上にまとめて配置することが可能となり、また、イグナイタ始動回路17に対して、電源端子7（又はこれに接続される電源回路）からの電源電圧の供給は不要となり、結線工数の低減を図りノイズの影響を受けにくい構成を実現することができる。

(c. 制御動作) [第6図、第7図]

次に、点灯回路1の制御動作を、回路状態に異常がなく点灯スイッチ5の投入後にメタルハライドランプ16が直ちに点灯する場合（以下、「正常時」という。）と、回路状態に異常が発生した

場合（以下、「異常時」という。）とに分けて説明する。

尚、第6図はDC昇圧回路9の出力電圧 V_o (V)、出力電流 I_o (A)、ランプ電流 I_L (A)、ランプ電圧 V_L (V)、そしてメタルハライドランプ16の光束 L (lm)の時間経過を概略的に示しており、時間軸 t の原点は点灯スイッチ5の投入時とされている。また、第7図は横軸に出力電圧 V_o をとり、縦軸に出力電流 I_o をとって両者の関係を示したグラフ図である。

(c-1. 正常時)

先ず、コールドスタート時の状況について説明する。

この場合、点灯スイッチ5の投入直後には、タイマー回路22のコンデンサ51は空の状態であり、トランジスタ48のエミッタ電位が低い。そのため、出力電流検出部34における演算増幅器40の非反転入力端子には増幅回路35の出力の

A_v が出力電圧検出部29の支配下に置かれる領域である。

その後、コンデンサ51が徐々に充電されて行く（このときの時定数を「 τ 」）とすると $\tau = (R_{s2} // R_{s1}) \cdot C_{s1}$ である。但し、「 $//$ 」は抵抗値の並列合成を表わす。）と、これにつれてトランジスタ48のエミッタ電位が上昇し、演算増幅器40の非反転入力端子の電位が上昇して行く。

そして、これが基準電圧 V_b に対応したレベルに達するとその後はこの演算増幅器40の出力電圧によって制御パルス P_s のデューティサイクルが規定されるようになる。

即ち、演算増幅器40の出力電圧の増加に従って制御パルス P_s のデューティサイクルが低下して行くため、それまで最高値を保っていた出力電圧 V_o が徐々に減少して行く。

第7図において点bから出力電流 I_o のピーク点cを経て点dに至る制御領域A₁が出力電流検出部34の支配下に置かれる領域である。

みがかかることになる。

しかし、点灯直後は、第6図に実線で示すグラフ曲線からわかるように、ランプ電圧 V_L が低くDC昇圧回路9の出力電流 I_o が小さい。

つまり、増幅回路35の出力（出力電流 I_o に対応する。）は基準電圧発生部43による基準電圧 V_b に比べて小さいため、演算増幅器40の出力はL（ロー）レベルとなる。

従って、出力電圧検出部29の演算増幅器30の出力電圧によって規定されるデューティサイクルをもった制御パルス P_s がPWM部54から発せられ、ゲート駆動回路21を経てDC昇圧回路9のFET26に送出される。

出力電圧検出部29における基準電圧 V_b は、DC昇圧回路9の出力電圧 V_o が高く（定常状態の約2.5～3倍程度）なるように設定されているので、出力電圧 V_o は最大となる。

第7図における点aが点灯開始直後の状態を示し、この点aから、出力電圧 V_o が略一定で出力電流 I_o が点bに至る迄増加して行く制御領域

そして、コンデンサ51が満充電の状態になるとトランジスタ48のがオン状態となり、そのエミッタ電位がDC昇圧回路9の出力電圧 V_o に略等しくなり、これ以降は定電力制御に移行する。

つまり、出力電圧 V_o を抵抗41及び49の抵抗比によって分圧したものと、出力電流 I_o に対応する増幅出力とを加算した値が V_b に対応した一定値になるように制御がなされるため、 $V_o \cdot I_o = \text{一定}$ という定電力制御が直線近似の形で実現されることになる。

第7図の点dから点eにかけての領域A₂が定電力領域であり、メタルハライドランプ16に定格電力が供給される。

しかして、ランプ光束 L は点灯直後から急峻な立ち上がりを見せた後オーバーシュートの後定常状態に移行することになる。

次に、メタルハライドランプ16を消灯させた後の再点灯動作について説明する。

ランプが消灯している間は、タイマー回路

22のコンデンサ51に蓄えられていた電荷は時定数 τ ($=R_{52} \cdot C_{51}$)をもって徐々に放電される。

この時定数 τ は、消灯後におけるランプの温度低下の割合に応じた値に決められているため、点灯スイッチ5の再投入時にはコンデンサ51の端子電圧に応じた制御領域からの点灯動作が開始される。

即ち、消灯時から再点灯時迄に要した経過時間に応じて適正な点灯制御が行なわれる訳である。

例えば、ランプ消灯後数十秒を経過してからの再点灯時においては、制御領域A₁内の動作点から点灯が開始され定電力制御へと移行するため、第6図に一点鎖線で示すように出力電圧V_oや出力電流I_oは点灯開始時からなだらかに低下して行くようなカーブとなり、ランプ光束Lは最初鋭く立ち上がってオーバーシュートを経た後安定する。

また、消灯後数秒の後に再点灯させたような場

合には、電圧バッファ60の出力電圧が基準電圧発生部43の電圧バッファ46の入力電圧より高くなっており(ダイオード61はオフしている。)、よって、基準電圧V₁は抵抗44、44'及び可変抵抗45によって決定される値となっている。

しかし、バッテリー電圧が10V以下になると電圧バッファ60の出力電圧が基準電圧発生部43による電圧より低くなり、ダイオード61がオンするため基準電圧V₁が低くなる。

従って、メタルハライドランプ16には電源電圧Bの低下に応じて定格電力以下の電力(例えば、50~75%程度)が供給されることになる。

そして、さらに電源電圧Bが低下し、バッテリー2の能力では点灯を維持することができなくなると低電圧リセット回路24aが動作する。

即ち、バッテリー電圧が所定値(例えば7V)以下になると、これが分圧抵抗71、72によって検出され、コンパレータ69により比較される

合には、メタルハライドランプ16のガラス球は未だ熱くなっており、第6図に二点鎖線で示すように、再点灯直後のランプ電圧V_Lが高く出力電流I_oが大きいので直ちに定電力制御に移行し、光束Lが定格電力で安定する。

尚、タイマー回路22を設けた理由は、始動時間を短くするためである。

即ち、タイマー回路22を設けずに、抵抗49を介してDC昇圧回路9の出力電圧V_oを演算増幅器40の非反転入力端子に直接加えてしまうと、ランプの物理的な状態の如何にかかわらず点灯開始時から定電力制御が行なわれてしまうため、制御領域A_vやA₁でのランプの発光の促進がなされず、光束Lの立ち上がりが遅くなってしまうためである。

(c-2. 異常時)

次に、バッテリー電圧が低下した場合について説明する。

バッテリー電圧が所定値(例えば、10V)以

下の場合には、コンパレータ69から電源遮断用リレー回路6にL(ロー)信号が送られ、直流ライン4、4'に設けられた図示しないリレーコイルへの通電が停止され、リレー接点6aが開かれる。

そして、バッテリー電圧が再び回復し7V以上になるとコンパレータ69の出力がH(ハイ)レベルとなり、リレー接点6aが閉じ点灯動作が再開される。

尚、異常検出回路24にはメタルハライドランプ16が寿命等の原因で劣化し点灯不能の状態に陥った場合や高周波昇圧回路10が出力段でオープン状態になってしまった場合等に関して、このような異常状態を検出する回路が設けられており、詳細な構成等は省略するが、この場合にはリレー接点6aが開かれ、点灯スイッチ5を一旦切って再投入しないかぎりこの状態が保持されるようになっている。

(d. 作用)

しかして、上記した点灯回路1にあっては、タ

イマー回路22のコンデンサ51の端子電位が、ランプの消灯後の状態を示しており、これに応じた電力をランプに供給することができるので、始動（又は再始動）時間の短縮やランプ点灯の安定化を図ることができる。

特に始動時間が問題となるコールドスタート時には、点灯開始後の出力電圧検出部29による制御領域A_vから出力電流検出部34による制御領域A_iを経ることで、ランプに過大な電力を供給して光束の立ち上がりを促し、その後定電力制御下（A₀）の定常状態へと移行させるように制御しているので、始動性が改善される。

そして、周囲環境の変化やランプの交換やランプの寿命等の負荷特性が変化しても、DC昇圧回路9の出力電圧及び出力電流を検出して、その積（近似的には両者の和）を一定とすることで、ランプの定常状態での定電力制御を行なうことができる。

尚、周囲環境の変化としては、例えば、温度変化があり、これによってトリガートランス12の

インダクタンスが変化したり、あるいは高周波昇圧回路10におけるトランス74のインダクタンスや共振コンデンサ84、85の静電容量が変化し、発振周波数が変わってしまった場合等が挙げられる。

（G．発明の効果）

以上に記載したところから明らかなように、本発明車輛用放電灯の点灯回路は、直流電圧入力端子からの入力電圧を昇圧する直流昇圧回路を有し、該直流昇圧回路の出力電圧を交流電圧に変換して放電灯に印加するようにした車輛用高圧放電灯の点灯回路において、直流昇圧回路の出力電圧を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電圧検出回路と、直流昇圧回路の出力電流を検出して、これと基準値との差に応じた信号を出力する出力電流検出回路と、上記出力電圧検出回路及び出力電流検出回路からの信号に応じた制御信号を発生させて直流昇圧回路に送出し、直流昇圧回路の出力電圧を制御するための制

定した定格光束迄到達させることができる。

4．図面の簡単な説明

第1図乃至第7図は本発明車輛用放電灯の点灯回路の実施の一例を示しており、第1図は全体の回路構成を示すブロック図、第2図は要部の回路構成を示す回路図、第3図は低電圧リセット回路を示す回路図、第4図は高周波昇圧回路を示しており、（A）は回路図、（B）は概略波形図、第5図はイグナイタ回路及びイグナイタ始動回路を示す回路図、第6図は制御動作を説明するために回路各部の電流、電圧値及びランプ光束の時間的変化を概略的に示すグラフ図、第7図はDC昇圧回路の出力電圧と出力電流との関係を示すグラフ図である。

符号の説明

- 1・・・車輛用放電灯の点灯回路、
- 3、3'・・・直流電圧入力端子、
- 9・・・直流昇圧回路、 16・・・放電灯、

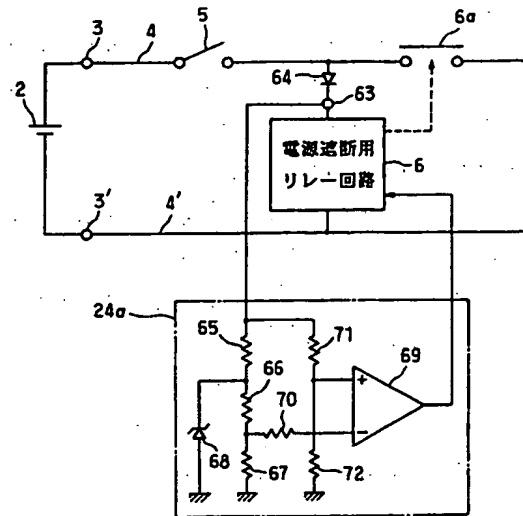
御回路と、放電灯の消灯時間に応じた時間の経過後に直流昇圧回路の出力電圧に対応した信号を出力電流検出回路に送り、該信号と直流昇圧回路の出力電流に対応する信号とを加算させ、該加算結果が一定となる定電力制御へと移行させるタイマー手段とを設けることによって、放電灯が冷えた状態から点灯させるにあたって、出力電圧検出回路、出力電流検出回路の順に規定される定格電力を超える電力供給を行なう制御動作を経た後、タイマー手段の動作により定格電力での定電力制御へと移行するようにしたことを特徴とする。

従って、本発明によれば、コールドスタート時には出力電圧検出回路、出力電流検出回路の順に規定される制御動作、即ち、定格電力を超える電力供給を行なう制御動作を経て発光を促した後、タイマー手段の動作により定格電力での定電力制御へと移行するようにし、また、放電灯の再点灯時にはタイマー手段の示す放電灯の消灯後の物理的状态に応じて直流昇圧回路の出力電圧を制御するようにしているので、放電灯の光束を速やかに安

- 10・・・制御回路、
 22・・・タイマー手段、
 29・・・出力電圧検出回路、
 34・・・出力電流検出回路、
 48・・・スイッチ手段、
 50、51、52、53・・・時定数回路

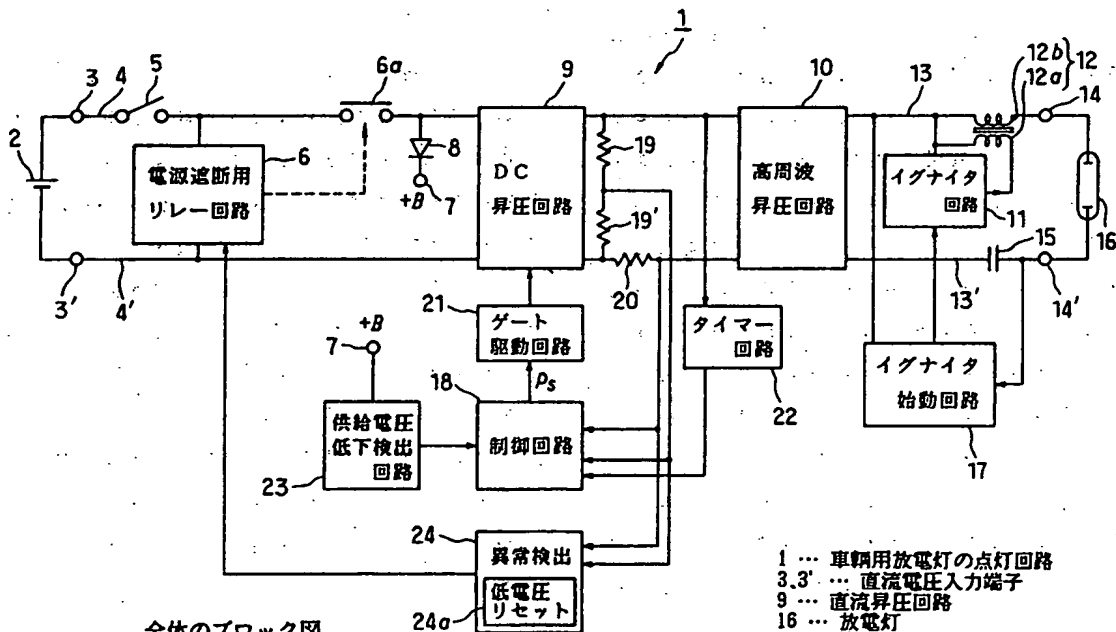
3,3'・・・直流電圧入力端子

出 願 人 株式会社小糸製作所
 代理人弁理士 小 松 祐 治



回路図(低電圧リセット回路)

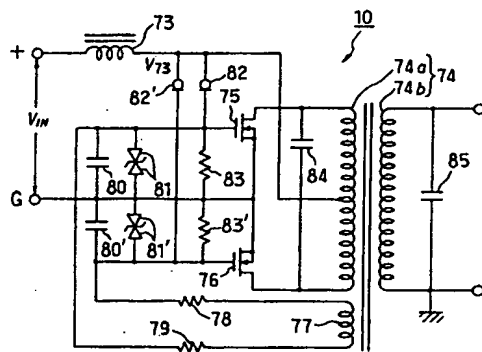
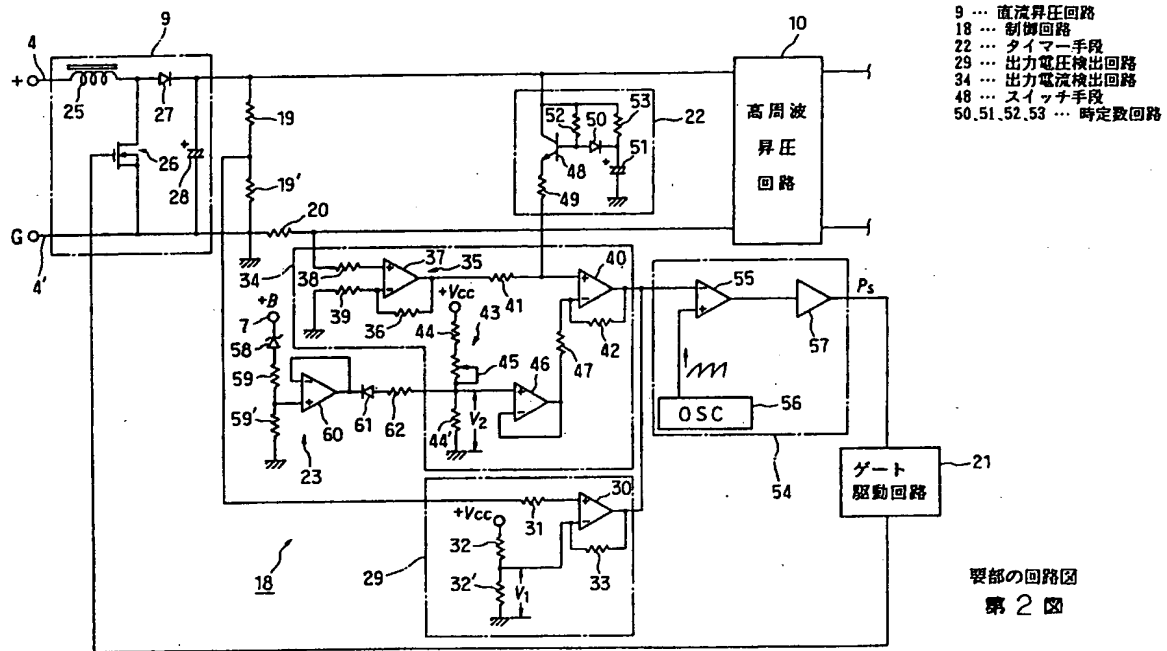
第3図



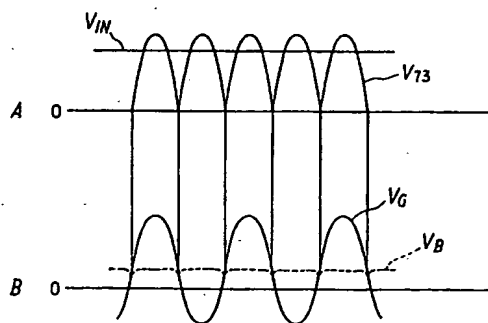
全体のブロック図

第1図

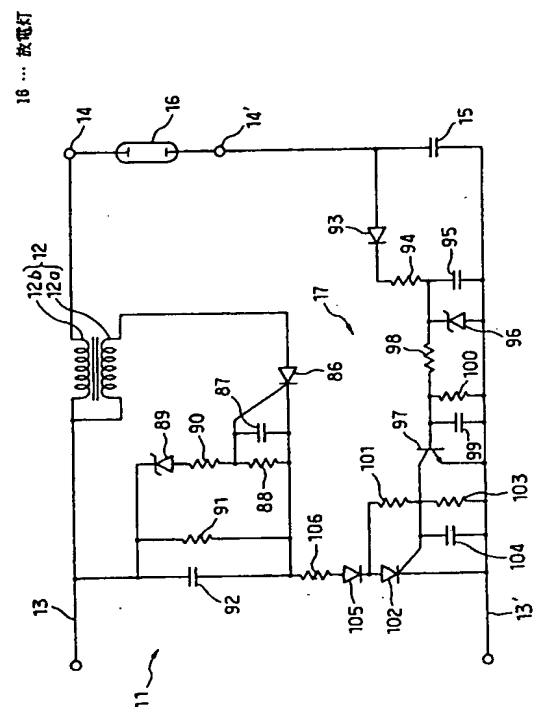
- 1・・・車両用放電灯の点灯回路
 3,3'・・・直流電圧入力端子
 9・・・直流昇圧回路
 16・・・放電灯
 18・・・制御回路
 22・・・タイマー手段



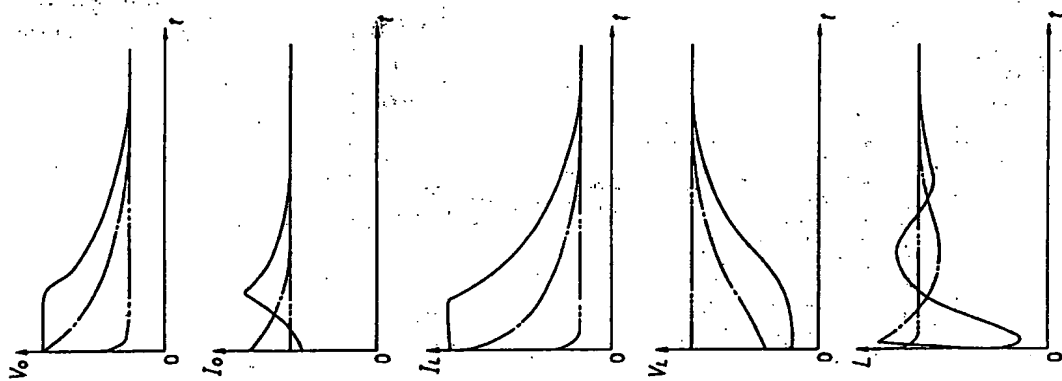
回路図(高周波昇圧回路)
第4図(A)



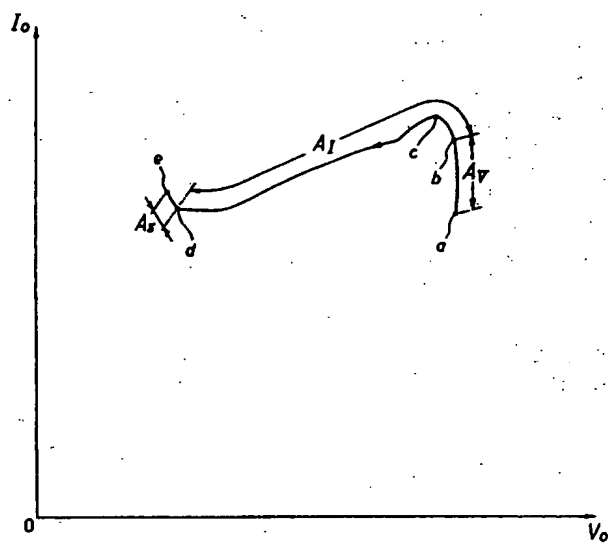
概略波形図
第 4 図 (B)



回路図(イグナイタ回路及びイグナイタ始動回路)
第5図



グラフ図
第6図



グラフ図(出力電圧と出力電流との関係)

第7図